



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Offenlegungsschrift  
⑩ DE 42 12 194 A 1

⑤1 Int. Cl.<sup>5</sup>:  
H04B 7/212

⑳ Aktenzeichen: P 42 12 194.9  
㉔ Anmeldetag: 10. 4. 92  
㉕ Offenlegungstag: 15. 10. 92

DE 42 12 194 A 1

③0 Unionspriorität: ③2 ③3 ③1  
12.04.91 SE 9101108

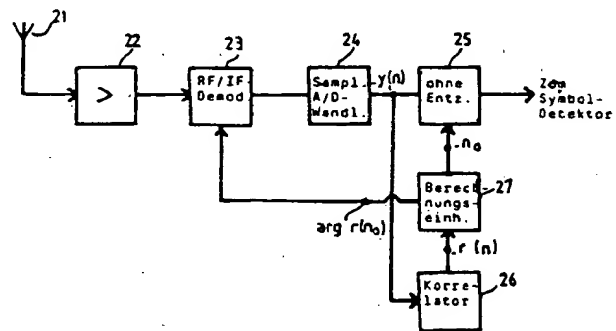
㉚ Anmelder:  
Telefonaktiebolaget L M Ericsson, Stockholm, SE

㉛ Vertreter:  
Eitle, W., Dipl.-Ing.; Hoffmann, K., Dipl.-Ing.  
Dr.rer.nat.; Lehn, W., Dipl.-Ing.; Fücksle, K.,  
Dipl.-Ing.; Hansen, B., Dipl.-Chem. Dr.rer.nat.;  
Brauns, H., Dipl.-Chem. Dr.rer.nat.; Görg, K.,  
Dipl.-Ing.; Kohlmann, K., Dipl.-Ing.; Ritter und Edler  
von Fischern, B., Dipl.-Ing.; Kolb, H., Dipl.-Chem.  
Dr.rer.nat., Pat.-Anwälte; Nette, A., Rechtsanw., 8000  
München

㉞ Erfinder:  
Larsson, Lars Gustav, Stockholm, SE; Ugland, Jon  
Kristen, Sundbyberg, SE; Raith, Alex Krister,  
Durham, N.C., US

⑤4 Verfahren zum Synchronisieren eines Radioempfängers mit einem ankommenden Radiosignal

⑤7 Es wird ein Verfahren zum Synchronisieren eines Basisband-Demodulators (25) in einem Radioempfänger beschrieben, welcher stationär oder mobil sein kann. Der Demodulator ist ein Phasenschieber-Demodulator und ermittelt ein Basisbandsignal ( $y(n)$ ), welches von einem Sampling-A/D-Wandler (24) in dem Empfänger aus ankommt. Das Basisbandsignal wird von einem Radiosender in Form von Bursts übertragen, und zwar in Zeitschlitz (CH0-CH7) entsprechend dem TDMA-Prinzip. Ein Zeitschlitz (CH2) weist zusätzlich zu einem Datenwort (D) auf bekannte Weise einen Synchronisierungsteil ( $S_0(i)$ ) auf, der ein vorgegebenes, festes Bitmuster ( $S_0(i)$ ) aufweist. Vor der Demodulation in dem Basisband-Demodulator (25) wird eine differentielle Korrelation des empfangenen Basisbandsignals ( $y(n)$ ) mit dem bekannten Synchronisierungsmuster ( $S_0(i)$ ) durchgeführt, wodurch eine zeitabhängige Korrelationsfunktion ( $r(n)$ ) erhalten wird. Es wird die absolute Größe des Maximalwerts berechnet, und es wird die entsprechende Zeitposition ( $n_0$ ) für diesen Maximalwert ermittelt, welcher die Zeitposition des Synchronisierungsteils ( $s(i)$ ) des empfangenen Basisbandsignals bezeichnet.



DE 42 12 194 A 1

## Beschreibung

## Technisches Gebiet

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zum Synchronisieren eines Radioempfängers mit einem ankommenden Radiosignal, welches in Form von Signalblöcken von einem Radiosender gesendet wird, wobei jeder Block eine vorgegebene Anzahl von Zeitschlitzten aufweist. Insbesondere betrifft die Erfindung das Synchronisieren ankommender Radiosignale beim Demodulieren eines Basisbandsignals in dem Empfänger einer Radiostation, mit Hilfe eines festen Synchronisierungswortes in jedem Zeitschlitz.

## Stand der Technik

Im Falle eines digitalen zellulären Radiosystems, welches entsprechend dem TDMA-Prinzip arbeitet, werden Radiosendungen in Blöcken von einem Radiosender ausgestrahlt, beispielsweise einer Basisstation, wobei jeder Block eine vorgegebene Anzahl von Zeitschlitzten aufweist. In dieser Hinsicht ist es erforderlich, den Radioempfänger (das Mobilgerät) mit dem Radiosender in Bezug auf den Zeitschlitz zu synchronisieren, der für den Radioempfänger bestimmt ist. Diese Synchronisierung muß schnell und unabhängig von der Zeitdispersion des Radiomediums infolge der Mehrweg-Ausbreitung und des Fadings erfolgen. Weiterhin muß die Synchronisierung unabhängig von den Frequenzfehlern durchgeführt werden, die während der Radiosendung auftreten können.

Es ist bekannt, die Zeitdispersion des Radiomediums durch kohärentes Korrelieren des empfangenen und demodulierten Radiosignals zu kompensieren; vgl. beispielsweise die schwedische Patentanmeldung 89 02 844-3. Wie in dieser Patentanmeldung beschrieben ist, wird das empfangene und demodulierte Radiosignal kohärent korreliert, mit der Absicht, einen Entzerrer einzustellen oder zu justieren, der so arbeitet, daß er die Echos kompensiert oder entzerrt, die bei der Mehrwegausbreitung erhalten werden. Wie in der voranstehend genannten Patentanmeldung und ebenfalls in der WO 88/05 981 beschrieben ist, weist jeder empfangene Zeitschlitz ein Synchronisierungswort auf, welches zum Aktivieren und Einstellen des Entzerrers verwendet wird. Das Synchronisierungswort wird verwendet, um es dem Entzerrer zu ermöglichen, seine Funktion zum korrekten Zeitpunkt in Bezug auf die Zeitschlitzte in dem empfangenen Radiosignal auszuführen. Der Entzerrer ist normalerweise in dem Demodulator für das Basisbandsignal vorgesehen, welches beispielsweise durch Phasenverschiebung moduliert (QPSK) sein kann. Wenn in dem Demodulator kein Entzerrer vorgesehen ist, so erfordert der Demodulator immer noch Synchronisierungssignale, um seine Funktion ausführen zu können.

## Schilderung der Erfindung

Der durch kohärente Korrelation empfangene Radiosignale erzielte Vorteil liegt darin, daß die Korrelation praktisch unabhängig von den Dispersionseigenschaften des Radiomechanismus eingesetzt werden kann, also selbst beim Auftreten einer deutlichen Streuung reflektierter und empfangener Radiosignale. Die kohärente Korrelation des ankommenden und demodulierten Radiosignals ergibt eine Abschätzung für die Impulsantwort des Radiokanals in Bezug auf den Zeitschlitz, in welchem sich das Synchronisierungswort findet. Das Synchronisierungswort wird manchmal als die "Trainingssequenz" bezeichnet. Hierbei wird allerdings angenommen, daß eine Korrektur für jeden Frequenzfehler vorgenommen wurde, der während der Ausbreitung des Radiosignals von dem Sender zum Empfänger aufgetreten sein könnte, als ein Ergebnis einer Dopplerverschiebung während der Radiosendung zu einem mobilen Empfänger oder infolge einer Abweichung der Empfängersynthesizerfrequenz von der Sendefrequenz. Wenn ein hoher Frequenzfehler auftritt, so arbeitet ein Verfahren nicht, welches kohärente Korrelation verwendet. Es ist daher erforderlich, den Frequenzfehler in dem Radioempfänger festzustellen und diesen Fehler zu kompensieren, bevor die Korrelation ausgeführt werden kann.

Die vorliegende Erfindung betrifft ein anderes Verfahren der Korrelation des empfangenen Radiosignals, nämlich eine sogenannte differentielle Korrelation.

Bei diesem Verfahren werden die Eigenschaften bei dem Demodulieren des Radiosignals verwendet, um ein differentielles Signal zwischen einem ermittelten Symbolwert und einem nächsten vorhergehenden oder nächsten nachfolgenden Symbolwert auszubilden, teilweise in dem empfangenen Radiosignal und teilweise in dem bekannten Synchronisierungswort, welches in dem Radioempfänger gespeichert ist. Nach der Korrelation wird ein Signal erhalten, dessen Absolutwert oder absolute Größe eine Zeitposition angibt, die gleich der Zeitposition des gewünschten Synchronisierungswortes ist.

Das erfinderische Verfahren ist durch die in dem kennzeichnenden Teil des Anspruchs 1 angegebenen Merkmale gekennzeichnet.

Das erfinderische Verfahren kann ebenfalls dazu verwendet werden, aus der erhaltenen Korrelationsfunktion den Frequenzfehler abzuschätzen, wobei dieses Verfahren durch die Merkmale gekennzeichnet ist, die in dem folgenden Anspruch 3 angegeben sind.

## Kurzbeschreibung der Zeichnungen

Die Erfindung wird nachstehend mit mehr Einzelheiten unter Bezug auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben. Es zeigt

Fig. 1 eine schematische Erläuterung eines Radiosenders und eines Radioempfängers;

Fig. 2 einen Radiokanal, der acht Zeitschlitzte aufweist, sowie eine schematische Darstellung des Inhalts eines

Zeitschlitzes, wenn zwischen den in Fig. 1 gezeigten Radiostationen gesendet wird;

Fig. 3 eine Mehrweg-Ausbreitung;

Fig. 4 die Zeitdispersion; und

Fig. 5 ein Blockschaltbild, welches mit mehr Einzelheiten die Empfangseinheiten einer Radiostation erläutert, bei welchen das erfindungsgemäße Verfahren eingesetzt wird.

#### Die beste Ausführungsform der Erfindung

Fig. 1 erläutert allgemein zwei Radiostationen 1 und 2, die zum Senden und Empfangen von Radiosignalen dienen, so daß die Radiostation 1 Radiosignale empfängt und feststellt, die von der Radiostation 2 gesendet werden, und umgekehrt. Das erfindungsgemäße Verfahren kann sowohl in der Station 1 als auch in der Station 2 beim Empfang von Radiosignalen verwendet werden. Insbesondere kann die Radiostation 1 eine Basisstation sein, und die Radiostation 2 kann eine von mehreren Mobilstationen sein.

Die zwischen der Station 1 und der Station 2 ausgetauschten Radiosignale sind Radiofrequenzsignale, die basisbandmoduliert sind, und die entsprechend dem TDMA-Prinzip zeitlich unterteilt sind. Das Senden und Empfangen über die Radiokanäle ist unterteilt mit einem vorgegebenen Duplexabstand in Blöcke und Zeitschlitzze entsprechend Fig. 2, so daß ein Block eine vorgegebene Dauer aufweist und beispielsweise acht Zeitschlitzze enthält, die jeweils eine Dauer von etwa einer Millisekunde haben, wenn die Blockdauer acht Millisekunden beträgt. Einer der Radiokanäle, oder eine kleine Anzahl der Kanäle, wird bzw. werden zum Steuern und Senden allgemeiner Information an die Mobilstationen von den Basisstationen in koordinierter Weise verwendet. Im Zentrum der Datennachricht D befindet sich ein Synchronisierungsteil  $S_0$ , welcher ein Synchronisierungsmuster  $S_0(i)$  enthält, wobei  $i$  die Anzahl von Symbolen bezeichnet. Der Synchronisierungsteil  $S_0$  kann ebenfalls am Beginn der Datennachricht D angeordnet sein. Der Synchronisierungsteil weist ein Bitmuster auf, welches sowohl in dem Sender als auch in dem Empfänger bekannt ist, und welches für einen vorgegebenen Zeitschlitz in periodisch wiederkehrenden Blöcken dasselbe ist, so daß also ein Zeitschlitz CH2 dasselbe Bitmuster in seinem Synchronisierungswort in den nächsten folgenden Blöcken aufweist. Das Synchronisierungsmuster  $s_0(i)$  kann ebenfalls dazu verwendet werden, den Demodulator in dem Empfängerteil einer Radiostation zu synchronisieren, burstweise in den Zeitschlitzzen CH0-CH7, zusätzlich zu seiner Verwendung bei der Abschätzung der Zeitdispersion.

Im Falle der Ausführungsform gemäß Fig. 3 ist die Radiostation 1 eine Basisstation B, und die Radiostation 2 ist eine Mobilstation M. Die Basisstation B sendet Radiowellen an die Mobilstation M im TDMA über einen vorgegebenen Kanal, wie in Fig. 2 dargestellt ist. Sieh in einer Richtung ausbreitende Radiowellen werden durch stationäre oder bewegliche Hindernisse reflektiert, wogegen sich andere Wellen frei zur Mobilstation M ausbreiten, an welcher sie empfangen werden. Die in Fig. 3 erläuterte Mehrweg-Ausbreitung führt zu einem Fading, welches unterschiedliche Formen annehmen kann. Wenn die Zeitunterschiede zwischen empfangenen Wellen in einem Zeitintervall konzentriert sind, welches signifikant kürzer als die Bitzeit  $T_{bit}$  ist (siehe Fig. 4), so tritt ein sogenanntes flaches Fading auf. Wenn die Zeitdifferenzen größer sind, so treten zwei oder mehr getrennte Wellen auf, von denen jede mehr oder weniger unabhängig ein Fading zeigt. Dieses Fading führt beim Empfang zu einer variierenden Amplitude und Phase. Der Empfänger-Entzerrer zwingt einen kohärenten Demodulator in dem Empfänger dazu, dieser Phasenänderung zu folgen. Die Phasenpositionen können eindeutig bestimmt werden durch Senden einer bekannten Sequenz  $s_0(i)$  in dem voranstehend genannten Synchronisierungsteil  $S_0$ . Wenn der Kanal nicht zu schnell variiert, also mit geringer Bitgeschwindigkeit variiert, ist es nicht erforderlich, daß der Demodulator die Information in bezug auf die Phasenposition des empfangenen Signals während der Zeit der Ermittlung der Datennachricht aktualisiert, jedoch ist es bei hoher Bitgeschwindigkeit erforderlich, die Ausbreitungsparameter zu Beginn jedes Zeitschlitzes einzustellen, und manchmal selbst sogar während der Dauer des Zeitschlitzes.

Fig. 4 erläutert die Art und Weise, in welcher ein vom Sender in der Basisstation B gesendeter Impuls durch den Empfänger M des Mobilgerätes als Resultat des voranstehend genannten Fadings empfangen wird. Die erhaltene Impulsantwort besteht aus zwei Impulsen I und II, von denen I um eine Zeit  $t_1$  um eine Zeit  $t_1$  verzögert wurde, entsprechend der Ausbreitungszeit, und der Impuls II abgeschwächt und weiter um eine Zeit  $t_2$  verzögert wurde, infolge einer Reflexion gegen X in der Darstellung von Fig. 3. Fig. 4 stellt einen imaginären Fall dar, der nur zur Erläuterung des Prinzips gedacht ist. In der Realität tritt eine sogenannte Intersymbolinterferenz in dem Empfänger auf, so daß die Impulse I und II miteinander verwoben sind. Weiterhin wurde angenommen, daß die Impulsantwort nur aus zwei Impulsen besteht. In der Realität wird ein Interferenzmuster erhalten, welches aus einer Anzahl reflektierter Impulse besteht. Fig. 4 erläutert jedoch die sogenannte Zeitdispersion, daß also ein gesendeter Impuls Veranlassung für eine Anzahl zeitverschobener Impulse gibt (in Fig. 4, nur zweier Impulse, nämlich der Impulse I und II), infolge der Mehrweg-Ausbreitung. Die Bitzeit  $T_{bit}$  ist in diesem Zusammenhang signifikant. Damit der Kanal als frei von Zeitdispersion angesehen wird, sollte die Bitzeit  $T_{bit}$  eine so lange Dauer aufweisen, daß der signifikante Impuls II in das  $T_{bit}$ -Intervallfeld fällt, so daß also  $t_2 - t_1$  klein gegen  $T_{bit}$  ist. Die Zeitdispersion kann zu einem Bitfehler Anlaß geben, infolge der voranstehend erwähnten Intersymbolinterferenz. Der Einfluß dieser Zeitdispersion läßt sich durch Verwendung niedriger Symbolgeschwindigkeiten verringern, also so, daß  $T_{symbol}$  verhältnismäßig groß ist (Geschwindigkeit kleiner als 25 kbaud/s), oder durch Verwendung eines Entzerrers.

Falls die voranstehend erwähnte Zeitdispersion so ist, daß reflektierte signifikante Impulse II innerhalb eines sehr begrenzten Intervalls  $t_2 - t_1$  auftreten (beispielsweise 10 Mikrosekunden), so ist es nicht erforderlich, eine kohärente Korrelation zu verwenden, welche entsprechend der voranstehenden Ausführungen aufgrund eines Frequenzfehlers des empfangenen Radiosignals auftritt. Gemäß der vorliegenden Erfindung wird in diesem Falle stattdessen eine sogenannte differentielle Korrelation verwendet, bei welcher eine gleichzeitige Abschätzung

des Frequenzfehlers erhalten wird. Da der Frequenzfehler abgeschätzt werden kann, ist es möglich, den Fehler in dem RF/IF-Demodulator zu kompensieren und dann, falls erforderlich, auf kohärente Korrelation umzuschalten.

Fig. 5 erläutert mit mehr Einzelheiten den Empfängeranteil der in Fig. 1 gezeigten Radiostation 2, in welcher das erfindungsgemäße Verfahren verwendet wird.

Das von einer Empfängerantenne 21 empfangene Radiosignal wird an eine Verstärkereinheit 22 und von dort an einen RF/IF-Demodulator 23 übertragen. Von dem Demodulator 23 wird ein Basisbandsignal erhalten, welches ein analoges Signal ist und den übertragenen Datenfluß (Datensymbole) repräsentiert, der entsprechend einem vorgegebenen Modulationsprogramm moduliert ist, beispielsweise mit QPSK-Phasenverschiebung moduliert ist (Quadrature Phase Shift Keying).

Sampling und Analog-Digitalwandlung finden in der Einheit 24 statt, und es wird ein Digitalsignal  $y(n)$  erhalten, welches ein phasenverschobenes, moduliertes Basisbandsignal repräsentiert, und welches dem nachfolgenden Demodulator 25 zugeführt wird. Damit der Demodulator eine korrekte Demodulierung durchführen kann, ist ein Synchronisierungssignal erforderlich, oder es ist erforderlich, den Demodulator mit dem phasenverschobenen, modulierten Basisbandsignal zu synchronisieren, welches von dem Sender gesendet wird. Daher wird das Signal  $y(n)$  einem Korrelator zugeführt, der eine differentielle Korrelation zwischen dem empfangenen Signal  $y(n)$  und dem Synchronisationswort mit einem bekannten Synchronisationsmuster  $s_0(i)$  durchführt, welches entsprechend Fig. 1 von dem Sendeteil der Radiostation 1 übertragen wird. Das bekannte Synchronisationsmuster  $s_0(i)$  ist in dem Synchronisierungswortgenerator des Empfängers gespeichert.

Ein entsprechendes Signal  $s_0(i)$  wird von dem bekannten Synchronisationsmuster erhalten, und in dem Korrelator 26 wird ein differentielles Signal gebildet

$$\Delta_s(i) = s_0(i+1) s_0^*(i)$$

wobei  $s_0(i+1)$  das  $(i+1)$ te Symbol in dem Synchronisationsmuster  $s_0(i)$  ist, und  $s_0^*(i)$  das komplex Konjugierte von  $s_0(i)$  ist. Unter der Annahme, daß

$$s_0(i) = A_i \cdot e^{j\Theta_i}$$

so ergibt sich, daß  $s_0^*(i) = A_i \cdot e^{-j\Theta_i}$  ist, wobei  $A_i$  die Amplitude und  $\Theta_i$  die Phase des  $i$ -ten Symbols ist. Falls

$$\text{If } s_0(i+1) = A_{i+1} \cdot e^{j\Theta_{i+1}} \text{ then}$$

dann ergibt sich

$$\Delta_s(i+1) = A_i \cdot A_{i+1} \cdot e^{j(\Theta_{i+1} - \Theta_i)} = A_i \cdot A_{i+1} \cdot e^{j\Delta\Theta_{i+1}}$$

was bedeutet, daß  $\Delta_s(i+1)$  die Winkeländerung repräsentiert, die während der Modulation von  $s_0(i)$  aufgetreten ist, und daß  $s_0(i+1) = A_i \cdot \Theta_i$  und  $A_{i+1} \cdot \Theta_{i+1}$  die Signalpunkte repräsentieren, und daß  $\Delta\Theta_{i+1}$  die Winkeländerung (positiv, negativ oder Null) repräsentiert, die bei der Phasenschiebermodulation aufgetreten ist (beispielsweise QPSK).

Auf ähnliche Weise wird in dem Korrelator 26 aus dem empfangenen Signal  $y(n)$  eine differentielle Größe

$$\Delta_y(i) = y(i) y^*(i-u)$$

gebildet, wobei  $y^*(i-u)$  das komplex Konjugierte von  $y(i-u)$  ist, und  $u$  gleich einem Sampling-Faktor ist, der zur Vereinfachung als 1 angenommen werden kann.

Die differentielle Korrelation wird in dem Korrelator 26 durch Bildung von

$$r(n) = \frac{1}{L} \sum_{i=k}^{k+L-1} \Delta_s(i) \cdot \Delta_y^*(n+i)$$

gebildet, wenn der Sampling-Faktor  $u=1$  ist, wobei  $L$  die Anzahl von Symbolen in dem Synchronisierungsteil  $S_0$  ist, und  $k=0$  ist, wenn der gesamte Synchronisierungsteil bei der Korrelation verwendet wird. Eine höhere Genauigkeit wird erreicht, wenn das empfangene und demodulierte Signal in dem A/D-Wandler 24 gesampelt wird, wenn der Aufwärts-Samplingfaktor  $u$  so gewählt wird, daß er  $>1$  ist.

Daher umfaßt die differentielle Korrelation die Bildung des Produktes der differentiellen Größe  $\Delta_s(i)$  aus dem bekannten Synchronisationsmuster  $S_0(i)$  für jeden Signalpunkt (jedes Symbol), und die Bildung des komplex Konjugierten der differentiellen Größe  $\Delta_y(n+i)$ , wobei  $n$  die Zeitposition des Samples von  $y(n)$  bedeutet, und  $i$  die Zeitposition für ein vorgegebenes Symbol in dem Synchronisationsmuster  $D_0(i)$  bezeichnet.

Die gebildete Korrelationsfunktion  $r(n)$  für jedes Sample in dem Signal  $y(n)$  weist einen absoluten Maximalwertbetrag  $|r(n)|_{\max}$  für einen vorgegebenen Wert von  $n$  auf, welcher die gewünschte Zeitposition für den Synchronisierungsimpuls angibt, der den Demodulator 25 aktivieren soll, also

$$|r(n)|_{\max} = r(n_0)$$

wobei  $n_0$  die Zeitposition des Synchronisierungsimpulses bezeichnet. Weiterhin wird von der Funktion  $r(n)$  eine Abschätzung des Frequenzfehlers erhalten, und zwar durch Bildung  $\arg[r(n)]$ . Genauer gesagt ergibt sich nachstehende Formel für den Frequenzfehler  $\Delta f$

$$\Delta f = \arg[r(n_0)] \cdot \frac{1}{2\pi T_s}$$

wobei  $n_0$  der ausgewählte Sampling-Zeitpunkt ist, und  $T_s$  die Symbolzeit.

Der Korrelator 26 besteht aus einem Signalprozessor bekannter Art, der so programmiert ist, daß er die voranstehend angegebenen Berechnungen durchführt. Die Berechnungseinheit 27 führt die Berechnung von  $|r(n)|_{\max} = r(n_0)$  aus, und die Berechnung von  $\arg[r(n_0)]$  aus  $r(n)$  auf bekannte Weise.

Der Demodulator 25 in dem in Fig. 5 dargestellten Empfänger weist keinen Entzerrer auf, und der einzige Zweck des erhaltenen Synchronisationssignals  $|r(n_0)|$  ist die Feststellung des korrekten Signalpunktes in dem durch Phasenverschiebung modulierten Signal  $y(n)$ . Der Wert  $\arg[r(n_0)]$  wird dem RF/IF-Modulator zugeführt, so daß der Modulator den Frequenzfehler  $\Delta f$  entsprechend der voranstehend angegebenen Beziehung kompensieren kann. Es kann jedoch in weiterer Demodulator in dem Empfänger gemäß Fig. 5 (nicht gezeigt) vorgesehen sein, wie dies in der schwedischen Patentanmeldung beschrieben und erläutert ist, die in der Einleitung angegeben wurde. Es ist hierdurch möglich, den Demodulator 25 in Abwesenheit eines Entzerrers einzusetzen, und eine differentielle Korrelation durchzuführen, um den Frequenzfehler zu kompensieren. Der Demodulator wird dann abgeklemmt oder deaktiviert, und dann wird ein Demodulator betätigt, der mit einem Entzerrer versehen ist, in welchem eine kohärente Korrelation auf bekannte Weise ausgeführt wird.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zur Synchronisierung eines Basisband-Demodulators (25) in einem Radioempfänger (2) mit dem Synchronisierungsteil (s(i)) eines gesampelten Basisbandsignals ( $y(n)$ ), welches an dem Demodulator ankommt, wobei das gesampelte Basisbandsignal von einem Radiosender (1) über ein Radiomedium in Form von Bursts übertragen wird, von denen jeder einen vorgegebenen Zeitschlitz (CH2) einnimmt, der in einer Anzahl von Zeitschlitzen (CH0—CH7) innerhalb eines Blockes vorgesehen ist, wobei das Radiomedium eine Zeitdispersion mit begrenzter Verschmierung verzögerter Signale (II) zeigt in bezug auf das empfangene Radiosignal (I), und wobei jeder der Zeitschlitze einen Datenteil (D) und einen Synchronisierungsteil ( $S_0$ ) aufweist, der ein bekanntes Bitmuster ( $s_0(i)$ ) aufweist, **gekennzeichnet durch** Ausführung einer differentiellen Korrelation in dem Radioempfänger (2) des empfangenen Basisbandsignals ( $y(n)$ ) mit dem bekannten Synchronisierungsmuster ( $s_0(i)$ ), welches einen Extremwert aufweist, dessen Zeitposition ( $n_0$ ) ermittelt wird, um so die Zeitposition des Synchronisierungsteils (s(i)) des empfangenen Signals ( $y(n)$ ) zu ermitteln.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Extremwert der Korrelationsfunktion durch Berechnung des Absolutwertes der Korrelationsfunktion und darauffolgende Bestimmung des Maximums des berechneten Absolutwertes erhalten wird.

3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die differentielle Korrelation durchgeführt wird durch

a) Bildung aus dem bekannten Synchronisierungsmuster ( $s_0(i)$ ) der differentiellen Größe

$$\Delta s(i) = s_0(i+i) \cdot s_0^*(i),$$

wobei  $s_0^*(i)$  das komplex Konjugierte von  $s_0(i)$  bezeichnet,

b) Bildung, aus dem empfangenen Signal  $y(n)$ , einer korrespondierenden differentiellen Größe

$$\Delta y(i) = y(i) \cdot y^*(i-u),$$

wobei  $y^*$  das komplex Konjugierte von  $y(i)$  ist, und  $u$  ein Aufwärts-Samplingfaktor ist; und durch

c) Korrelieren der beiden differentiellen Größen  $\Delta s(i)$  und  $\Delta y(i)$  durch Bildung der zeitabhängigen Korrelationsfunktion entsprechend

$$r(n) = \frac{1}{L} \sum_{i=k}^{k+L-1} \Delta s(i) \cdot \Delta y^*(n+i \cdot u)$$

4. Verfahren zur Berechnung des Frequenzfehlers in einem an einem Radioempfänger (2) ankommenden, gesampelten Basisbandsignal ( $y(n)$ ), wobei das Basisbandsignal von einem Radiosender (1) über ein Radiomedium in Form von Bursts übertragen wird, von denen jeder einen vorgegebenen Zeitschlitz (CH2) in einer Anzahl von Zeitschlitzen (CH0—CH7) innerhalb eines Blockes einnimmt, wobei das Radiomedium eine Zeitdispersion mit begrenzter Verschmierung verzögerter Signale (II) bezüglich dem empfangenen

Radiosignal (1) zeigt, und wobei jeder der Zeitschlitzte einen Datenteil (D) und einen Synchronisierungsteil ( $S_0$ ) aufweist, welcher ein bekanntes, festes Bitmuster ( $s_0(i)$ ) aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß eine differentielle Korrelation des empfangenen Basisbandsignals ( $y(n)$ ) mit dem bekannten Synchronisierungsmuster ( $s_0(i)$ ) in dem Radioempfänger (2) durchgeführt wird, wobei die Korrelation eine zeitabhängige Korrelationsfunktion ( $r(n)$ ) zur Verfügung stellt, welche einen Extremwert aufweist, dessen Zeitposition ( $n_0$ ) ermittelt wird; und daß das komplexe Argument ( $\arg(r(n))$ ) der Korrelationsfunktion für die ermittelte Zeitposition ( $n_0$ ) berechnet wird, von welcher der Frequenzfehler ( $\Delta f$ ) in bezug auf die Samplingrate ( $1/T_s$ ) des Basisbandsignals ( $y(n)$ ) berechnet wird, welches in dem Radioempfänger (2) empfangen wird.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

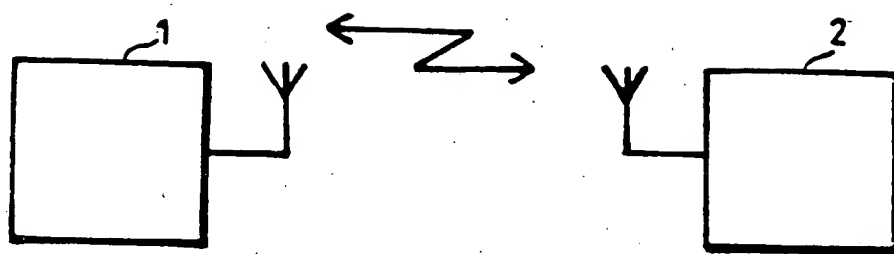


Fig. 1

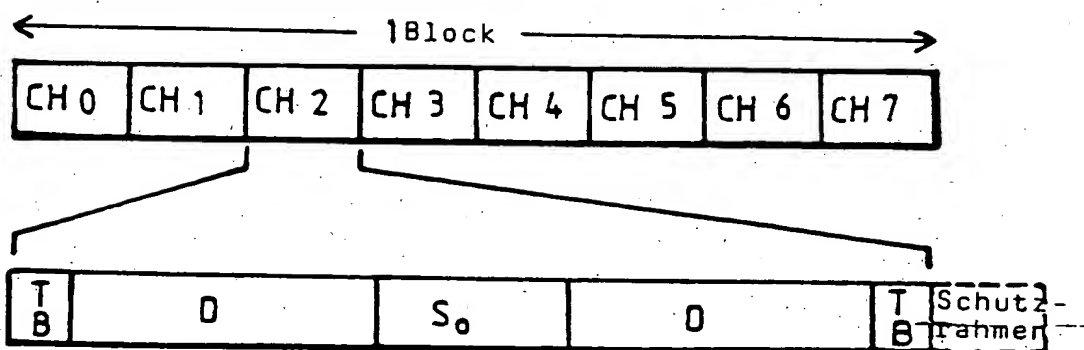


Fig. 2

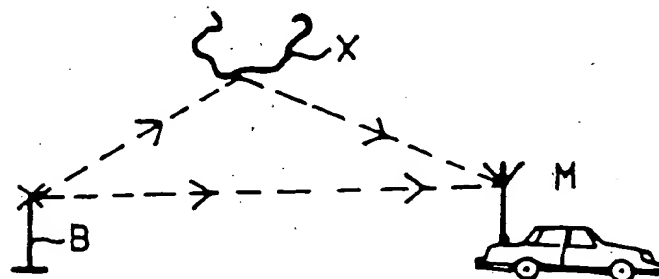


Fig. 3

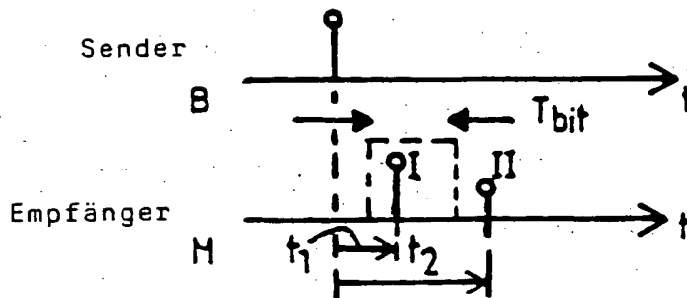


Fig.4

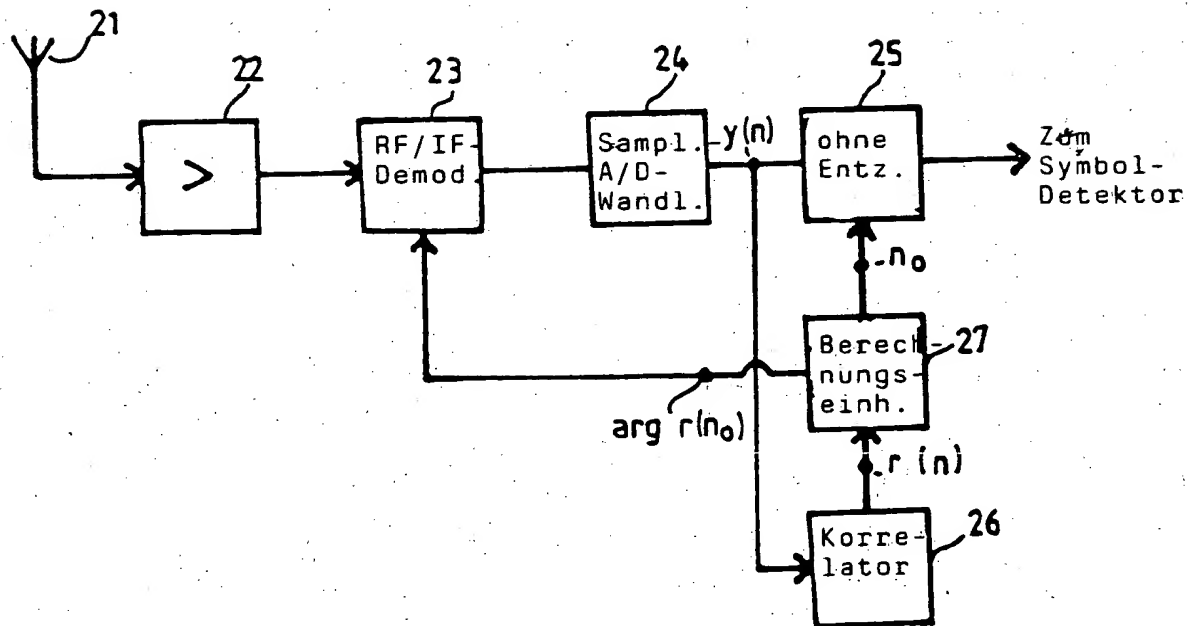


Fig.5